

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-143098

(43)Date of publication of application : 02.06.1995

(51)Int. Cl. H04J 11/00  
H04L 27/00  
H04L 27/18

(21)Application number : 05-287057

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 16.11.1993

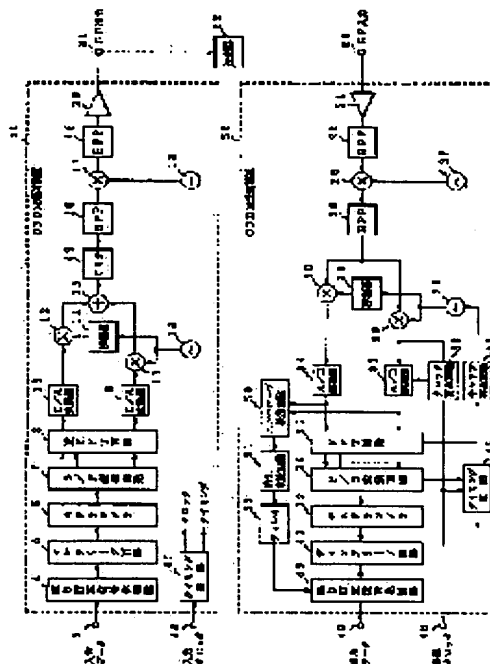
(72)Inventor : ISHIKAWA TATSUYA  
SEKI TAKASHI  
SUGITA YASUSHI  
OKITA SHIGERU

## (54) OFDM TRANSMITTER AND OFDM RECEIVER

### (57)Abstract:

**PURPOSE:** To prevent the influence from another communication by suppressing the peak of an OFDM (orthogonal frequency division multiplex) wave to be modulated and to make the dynamic range of a circuit small.

**CONSTITUTION:** An OFDM transmitter 55 performs an amplitude limit of the OFDM wave to be modulated from a reverse FET circuit 8 by a limiter 48. Thus, the adverse influence onto another communication in a transmission line can be prevented. In an OFDM receiver 56, the envelopes that A/D converters 33 and 34 output are detected by an envelope detection circuit 50 and a disappearing decision circuit 51 decides a modulation symbol having a peak from the comparison with a prescribed amplitude level. In an error correction decoding circuit 49, this decision result is imparted and a disappearing error correction is performed for the demodulation symbol of the modulation symbol having the peak. Even when the dynamic ranges of the A/D converters 33 and 34 are made small, the demodulation symbol of the modulation symbol having the peak can be reproduced without a mistake.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 19.04.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3130716

[Date of registration] 17.11.2000

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-143098

(43) 公開日 平成7年(1995)6月2日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>

H 0 4 J 11/00

H 0 4 L 27/00

27/18

識別記号

Z

庁内整理番号

B 9297-5K

9297-5K

F I

H 0 4 L 27/ 00

技術表示箇所

B

審査請求 未請求 請求項の数7 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平5-287057

(22) 出願日 平成5年(1993)11月16日

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 石川 達也

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株

式会社東芝マルチメディア技術研究所内

(72) 発明者 関 隆史

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株

式会社東芝マルチメディア技術研究所内

(72) 発明者 杉田 康

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株

式会社東芝マルチメディア技術研究所内

(74) 代理人 弁理士 伊藤 進

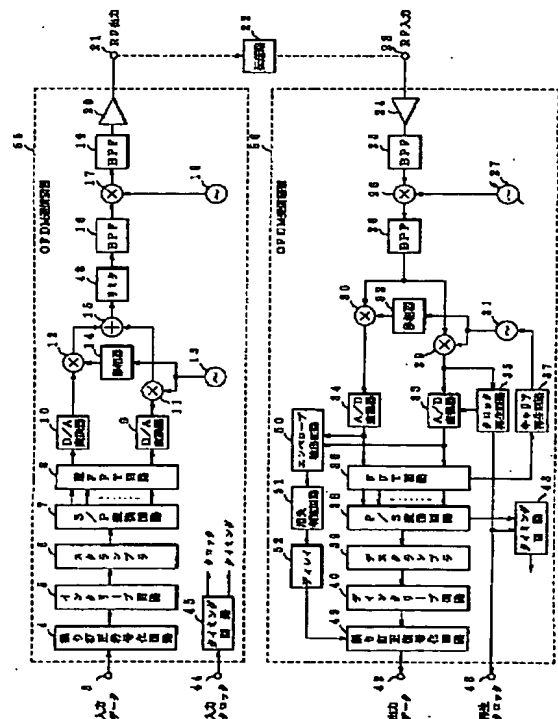
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 OFDM送信装置及びOFDM受信装置

(57) 【要約】

【目的】 OFDM被変調波のピークを抑圧して他の通信へ影響を阻止すると共に、回路のダイナミックレンジを小さくする。

【構成】 OFDM送信装置55は逆FFT回路8からのOFDM被変調波をリミタ48によって振幅制限する。これにより、伝送路において他の通信に悪影響を与えることを防止することができる。OFDM受信装置56においては、エンベロープ検出回路50によってA/D変換器33, 34の出力のエンベロープが検出され、消失判定回路51が所定の振幅レベルとの比較から、ピークを有する変調シンボルを判定する。誤り訂正復号化回路49はこの判定結果が与えられて、ピークを有する変調シンボルの復調シンボルを消失誤り訂正する。A/D変換器33, 34のダイナミックレンジを小さくした場合でも、ピークを有する変調シンボルの復調シンボルを誤りなく再生することができる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力データを直交周波数分割多重変調して被変調波を得る直交周波数分割多重変調手段と、前記被変調波のピークを所定のレベルで抑圧した後伝送するピーク抑圧手段とを具備したことを特徴とするOFDM送信装置。

【請求項2】 直交周波数分割多重変調された被変調波が入力されこの被変調波を直交周波数分割多重復調して復調シンボルを得る直交周波数分割多重復調手段と、前記被変調波が入力されこの被変調波のエンベロープを検出するエンベロープ検出手段と、前記エンベロープが所定のレベル以上となった変調シンボルを無効シンボルと判定する判定手段と、この判定手段の判定結果が与えられて、前記無効シンボルに対応する復調シンボルを消失誤り訂正する誤り訂正手段とを具備したことを特徴とするOFDM受信装置。

【請求項3】 前記被変調波のピークを所定のレベルで抑圧して前記直交周波数分割多重復調手段に与えるピーク抑圧手段を付加したことを特徴とする請求項2に記載のOFDM受信装置。

【請求項4】 入力データを複数の信号フォーマットに変換する複数の信号変換手段と、入力されたデータを直交周波数分割多重変調して被変調波を伝送する直交周波数分割多重変調手段と、前記被変調波のピークが最小となるように前記複数の信号変換手段の出力のうちの1つを適応的に選択して前記直交周波数分割多重変調手段に与える選択手段とを具備したことを特徴とするOFDM送信装置。

【請求項5】 前記複数の信号変換手段は、入力データに対する複数種類のスクランブル処理によって複数の信号フォーマットを得ることを特徴とする請求項4に記載のOFDM送信装置。

【請求項6】 前記選択手段は、前記複数のいずれの信号変換手段の出力を選択したかを示す選択情報を選択した前記信号変換手段の出力に多重して出力することを特徴とする請求項4に記載のOFDM送信装置。

【請求項7】 請求項6に記載のOFDM送信装置の前記直交周波数分割多重変調手段からの被変調波が入力され、直交周波数分割多重復調によって復調シンボルを得る直交周波数分割多重復調手段と、前記復調シンボルから前記選択情報を抽出する抽出手段と、この抽出手段によって抽出された選択情報に基づいて前記復調シンボルを前記信号変換手段の信号フォーマットに基づく信号フォーマットに戻して前記入力データを得る信号再生手段とを具備したことを特徴とするOFDM受信装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】 【発明の目的】

【産業上の利用分野】 本発明は、他の通信への妨害を抑

制すると共に、回路のダイナミックレンジを小さくするようにしたOFDM送信装置及びOFDM受信装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 近年、放送又は移動体通信におけるディジタル化に伴って、ディジタル変調方式の開発が行われている。特に、直交周波数分割多重（以下、OFDM（orthogonal frequency division multiplex という）変調は、文献（NHK発行、VIEW誌1993年5月号、P-16）に記載されているように、ディジタル伝送システムにおいて問題となる伝送路のマルチパス歪の影響を受けにくいディジタル変調方式として注目されている。OFDM変調は、互いに直交する複数の搬送波（以下、サブキャリアという）に分散して変調する方式である。

【0003】 図7はOFDM被変調波の周波数スペクトルを示す説明図である。

【0004】 図7はN個のサブキャリアを用いたOFDM被変調波を示しており、各サブキャリアは等間隔で配置されている。隣接するサブキャリア相互間の周波数差 $\Delta F$ を信号波形の長さ $T_s$ の逆数の整数倍に設定することにより、OFDM被変調波は直交関数系を構成する。各サブキャリアに対応する図示しない変調信号のスペクトルは相互に重なり合っている。しかし、直交条件を満足しているため、受信側では各サブキャリアを完全に分離することが可能である。

【0005】 この直交条件は、時間領域における符号間干渉がないナイキスト条件と同様に考えることができる。符号間干渉については、各パルスの応答波形が互いに重なりあっても、ナイキスト条件を満足している場合には、適切な標準化タイミングで信号を抽出することにより完全にパルス間の干渉を受けない受信が可能である。このナイキスト条件を周波数領域で実現するものがOFDM変調方式における直交条件である。即ち、OFDM変調方式では、周波数分割多重方式のように各変調波の間にスペクトルの重なりを防ぐためのガード帯域を設定する必要がなく、周波数利用効率を向上させることができる。

【0006】 図8はこのような従来のOFDM送受信装置を示すブロック図である。

【0007】 伝送すべきディジタルデータは例えばQPSK変調又はQAM変調された信号である。この入力データは入力端子3を介してOFDM送信装置1の誤り訂正符号化回路4に与えられる。誤り訂正符号化回路4は入力データに誤り訂正符号を付加してインターリーブ回路5に与える。インターリーブ回路5は、伝送時に連続的なバースト誤りが発生した場合において、受信側で誤りが複数個の不連続なランダムエラーに変換されるように、データの並び変えを行ってスクランブラ6に出力する。これにより、受信側における誤り訂正が容易とな

る。

【0008】インターリーブ回路5の出力は、スクランブラ6によって、伝送時にデータが特定の連続した波形とならないように乱数化された後、S/P（シリアル/パラレル）変換回路7に与えられる。S/P変換回路7は入力データのシーケンスをOFDM変調のサブキャリア数に相当するパラレルデータに変換して逆FFT回路8に出力する。このパラレルデータは逆高速離散フーリエ変換（以下、IFFTという）回路8によってIFFT処理されて複素信号であるOFDM被変調波に変調される。

【0009】OFDM被変調波を複素表現の実部に対応するI軸信号と虚部に対応するQ軸信号とによって表わすものとする。逆FFT回路8からのI軸信号はD/A変換器9によってアナログ信号に変換された後乗算器11に与えられる。また、逆FFT回路8からのQ軸信号はD/A変換器10によってアナログ信号に変換された後乗算器12に与えられる。乗算器11は局部発振器13から中間周波数帯のキャリアが与えられ、乗算によってI軸信号を同相変調して中間周波数信号（以下、IF信号という）を加算器15に出力する。発振器13からのキャリアは移相器14によって90度移相されて乗算器12に供給されており、乗算器12はQ軸信号を直交変調してIF信号を加算器15に出力する。I軸信号及びQ軸信号の変調出力は加算器15によって加算され、BPF16によって帯域制限された後混合回路17に与えられる。混合回路17は局部発振器18からの局部発振出力との乗算によって直交変調されたOFDM被変調波を高周波信号（以下、RF信号という）に周波数変換し、BPF19及び増幅器20を介して出力端子21に出力する。

【0010】なお、タイミング回路45は入力端子44を介して入力される入力クロックを用いて、各種タイミング信号及びクロックを発生して、OFDM送信装置1の各部に供給している。

【0011】出力端子21からのRF出力は伝送路22を介してOFDM受信装置2の入力端子23に入力される。この入力RF信号は増幅器24及びBPF25を介して混合回路26に与えられる。混合回路26は、局部発振器27から所定チャンネルの局部発振出力が与えられ、RF信号をIF信号に周波数変換する。混合回路26からのIF信号はBPF28によって帯域制限された後乗算器29、30に与えられる。

【0012】乗算器29は局部発振器31から再生キャリアが入力されており、IF信号を同相検波してベースバンドのI軸信号をA/D変換器33及びクロック再生回路35に出力する。乗算器30は移相器32によって90度移相された再生キャリアが入力され、IF信号を直交検波してベースバンドのQ軸信号をA/D変換器34に出力する。クロック再生回路35は検波出力からFFT演算等に必要な再生クロックを発生する。この再生クロックは出力端

子46から出力ロックとして出力される。A/D変換器33、34はクロック再生回路35によって再生された再生クロックを用いて、夫々I軸信号又はQ軸信号をデジタル信号に変換してFFT回路36に出力する。

【0013】FFT回路36は入力されたデジタル信号を周波数スペクトル分析して、各サブキャリアの位相及び振幅を検出することによりOFDM復調信号を得る。このOFDM復調信号はP/S（パラレル/シリアル）変換回路38によってシリアルデータに変換されてデスクランブラ39に与えられる。デスクランブラ39はデスクランブル処理によってスクランブル処理前のデータに戻し、デインターリーブ回路40はデータ配列をインターリーブ処理前の元の配列に戻して誤り訂正復号化回路41に出力する。誤り訂正復号化回路41は誤り訂正符号を用いて誤り訂正を行って、復号データを出力端子42を介して出力する。

【0014】なお、直交検波における再生キャリアはFFT回路36の出力を用いて再生している。キャリア再生回路37はFFT回路36の出力を用いて局部発振器31の発振出力を制御するための同期検波用制御信号を発生することにより、キャリア同期を得ている。また、タイミング回路43は再生クロック及び送信データ内に含まれるタイミング基準信号に基づいて、OFDM受信装置2の各部で必要なタイミング信号を発生する。

【0015】上述したOFDM変調を用いた伝送方式は、マルチパス及び狭帯域の妨害に対して高い耐性を有し、また、周波数利用効率が高く、デジタル伝送に有望なシステムである。しかしながら、OFDM被変調波には大振幅のピークが生じる可能性があるという原理的な問題がある。図9はこの問題点を説明するための説明図である。図9はOFDM被変調波のスペクトルを複素ベクトル座標上で概念的に示したものであり、N個のサブキャリアが等間隔に配列されて、各サブキャリアの電力が等しい場合の例である。

【0016】OFDM被変調波の各サブキャリアは、例えばQAM信号の位相及び振幅によって変調を受けたものである。図9（a）はOFDM被変調波の4つのサブキャリア1乃至4の位相が90度間隔になった場合を示している。なお、各サブキャリアの周波数は相互に異なるので、実際にはサブキャリアは相互に異なる角周波数で回転しており、図9（a）は所定の時間において観測したものである。この場合には、各サブキャリア1乃至4は打消し合い、サブキャリア1乃至4の合成ベクトルはキャンセルされて振幅0となる。

【0017】一方、図9（b）は4つのサブキャリア1乃至4が全て同位相に揃った場合を示している。この場合には、各サブキャリア1乃至4の合成ベクトルは、同一位相で加算されたものとなり、合成ベクトル振幅は1つのサブキャリアの4倍となる。このように、データによっては、OFDM被変調波のサブキャリアの位相が一

致し、OFDM被変調波に大振幅のピークが生じることがある。

【0018】仮に、N個のサブキャリアの位相が一致した場合には、最大ピーク値は1サブキャリア振幅のN倍となる。例えば、 $N=1024$ に設定されたOFDM変調においては、最大ピーク振幅は、1サブキャリアの $20 \log 1024 = 60 \text{ dB}$ だけ大きくなる。また、被変調波のピーク電力は、平均電力（単一キャリアのディジタル変調と同一）に比べて30 dB大きくなる。

【0019】このような大振幅のピークは、他の信号に妨害を与え易く、周波数割当上の制限等、OFDM伝送方式の実用化の妨げとなる。また、ピーク振幅が大きいことから、変復調回路及び伝送系におけるダイナミックレンジを大きくする必要もある。このため、中継器等の伝送系及び送受信装置の回路が高価になってしまう。例えば、A/D変換器において十分なビット精度で大振幅ピーク値をディジタル変換するためには、ダイナミックレンジを極めて大きくする必要があり、高ビット精度の高価な回路を用いなければならない。

【0020】

【発明が解決しようとする課題】このように、上述した従来のOFDM送受信装置においては、OFDM被変調波は大振幅のピークを生じることがあることから、他の通信妨害を与えやすくなると共に、極めて大きなダイナミックレンジを必要とするという問題点があった。

【0021】本発明はかかる問題点に鑑みてなされたものであって、OFDM被変調波のピークを抑制することにより、他の通信に対して妨害を与えることを防止すると共に、必要なダイナミックレンジを小さくすることができるOFDM送信装置及びOFDM受信装置を提供することを目的とする。

【0022】【発明の構成】

【課題を解決するための手段】本発明の請求項1に係るOFDM送信装置は、入力データを直交周波数分割多重変調して被変調波を得る直交周波数分割多重変調手段と、前記被変調波のピークを所定のレベルで抑圧した後伝送するピーク抑圧手段とを具備したものであり、本発明の請求項2に係るOFDM受信装置は、直交周波数分割多重変調された被変調波が入力されこの被変調波を直交周波数分割多重復調して復調シンボルを得る直交周波数分割多重復調手段と、前記被変調波が入力されこの被変調波のエンベロープを検出するエンベロープ検出手段と、前記エンベロープが所定のレベル以上となった変調シンボルを無効シンボルと判定する判定手段と、この判定手段の判定結果が与えられて、前記無効シンボルに対応する復調シンボルを消失誤り訂正する誤り訂正手段とを具備したものであり本発明の請求項4に係るOFDM送信装置は、入力データを複数の信号フォーマットに変換する複数の信号変換手段と、入力されたデータを直交周波数分割多重変調して被変調波を伝送する直交周波数

分割多重変調手段と、前記被変調波のピークが最小となるように前記複数の信号変換手段の出力のうちの1つを適応的に選択して前記直交周波数分割多重変調手段に与える選択手段とを具備したものであり、本発明の請求項7に係るOFDM受信装置は、請求項6に記載のOFDM送信装置の前記直交周波数分割多重変調手段からの被変調波が入力され、直交周波数分割多重復調によって復調シンボルを得る直交周波数分割多重復調手段と、前記復調シンボルから前記選択情報を抽出する抽出手段と、この抽出手段によって抽出された選択情報に基づいて前記復調シンボルを前記信号変換手段の信号フォーマットに基づく信号フォーマットに戻して前記入力データを得る信号再生手段とを具備したものである。

【0023】

【作用】本発明の請求項1において、直交周波数分割多重変調手段からの被変調波は、ピーク抑圧手段によって所定のレベルでピークが抑圧される。これにより、伝送系において他の通信に妨害を与えることを防止する。

【0024】本発明の請求項2において、入力された被変調波は直交周波数分割多重復調手段によって復調されて復調シンボルが得られる。エンベロープ検出手段は被変調波のエンベロープを検出し、判定手段はエンベロープが所定のレベルよりも大きくなったことを検出することにより、この部分に対応する変調シンボルがピークを有するものとしてこの変調シンボルを無効シンボルと判定する。誤り訂正手段は判定手段の判定結果から無効シンボルを消失誤り訂正することにより、ピーク部分であっても確実に誤り訂正する。

【0025】本発明の請求項4において、複数の信号変換手段は夫々入力データを複数の信号フォーマットに変換する。選択手段は複数の信号変換手段の出力のうちの1つを選択して直交周波数分割多重変調手段に与えることにより、直交周波数分割多重変調の被変調波のピークを最小にする。

【0026】本発明の請求項7において、抽出手段は直交周波数分割多重復調手段が復調した復調シンボルから選択情報を抽出する。この選択情報に基づいて信号再生手段は復調シンボルを送信側の信号フォーマットに基づく信号フォーマットに戻して入力データを得る。

【0027】

【実施例】以下、図面を参照して本発明の実施例について説明する。図1は本発明に係るOFDM送信装置及びOFDM受信装置の一実施例を示すブロック図である。図1において図8と同一の構成要素には同一符号を付してある。

【0028】図1においては、OFDM受信装置56にはOFDM送信装置55からのRF出力が与えられているが、後述するリミタ48を有していない従来のOFDM送信装置（図8参照）からのRF出力をOFDM受信装置56に与えてもよい。即ち、OFDM送信装置55及びOF

DM受信装置56は夫々独立して使用可能である。

【0029】OFDM送信装置55の入力端子3には伝送すべきデジタルデータが入力される。この入力データは例えばQPSK変調又はQAM変調された信号である。入力データは誤り訂正符号化回路4に供給され、誤り訂正符号化回路4は誤り訂正符号を付加してインターリーブ回路5に出力する。インターリーブ回路5はデータの並び変えを行うことにより、伝送時にバースト誤りが発生した場合でも、受信側のデインターリーブ処理によって誤りをランダム化している。インターリーブ回路5の出力はスクランブラ6に与えられる。スクランブラ6は、伝送時にデータが特定の連続した波形とならないように乱数化してS/P変換回路7に出力する。S/P変換回路7は入力データのシーケンスをOFDM変調のキャリア数に相当するパラレルデータに変換して逆FFT回路8に与える。

【0030】逆FFT回路8は、逆FFT処理によって多数のサブキャリアを例えばQAM信号によって変調してOFDM被変調波を得る。これにより、1OFDM被変調波(1OFDMシンボル)によってサブキャリア数のデータが伝送される。このOFDM被変調波は複素信号であり、I軸信号はD/A変換器9に与えられ、Q軸信号はD/A変換器10に与えられる。D/A変換器9、10は入力されたOFDM被変調波をアナログ信号に変換して夫々乗算器11、12に出力する。

【0031】乗算器11、12、局部発振器13、移相器14及び加算器15によって直交変調器が構成されている。局部発振器13は所定のキャリアを発生して乗算器11に与えると共に、移相器14を介して乗算器12に与える。移相器14は局部発振器13からのキャリアを90度移相する。乗算器11、12は、夫々同相軸のキャリア又は直交軸のキャリアと入力されたOFDM被変調波とを乗算することにより、直交変調を行ってIF信号に変換し加算器15に出力する。加算器15はI、Q軸のOFDM被変調波の直交変調波を加算して出力する。

【0032】本実施例においては、加算器15の出力はリミタ48を介してBPF16に供給されるようになっている。リミタ48は加算器15の出力を所定の振幅で振幅制限する。直交変調器の出力は中間周波数帯の被変調波であるので、リミタ48はこの周波数帯で動作する回路を用いる。例えば、リミタ48としては、高周波ダイオードの非線形特性を利用した容易な構成が可能である。BPF16はリミタ48の出力を帯域制限した後、混合回路17及び局部発振器18によって構成される周波数変換回路に出力する。

【0033】局部発振器18は所定周波数の局部発振出力を混合回路17に与え、混合回路17は被変調波をRF信号に周波数変換してBPF19に出力する。BPF19はRF信号を帯域制限して増幅器20に与え、増幅器20はRF信号を増幅して出力端子21からRF出力として出力するよ

うになっている。

【0034】このように構成されたOFDM送信装置においては、入力端子3を介して入力される入力データは、誤り訂正符号化回路4において誤り訂正符号が付加され、インターリーブ回路5においてデータ配列が変換されてスクランブラ6に入力される。スクランブラ6は入力データを乱数化してS/P変換回路7に与え、パラレルデータに変換された入力データが逆FFT回路8に供給される。

【0035】逆FFT回路8は入力データを逆FFT処理してOFDM被変調波をD/A変換器9、10に出力する。OFDM被変調波はD/A変換器9、10によってアナログ信号に変換された後、直交変調器によって直交変調されて中間周波数帯の信号に変換される。加算器15からの直交変調波はリミタ48に供給される。

【0036】本実施例においては、リミタ48は直交変調波を振幅制限してBPF16に与える。これにより、リミタ48以降の回路に供給される信号は大振幅のピークを有していない。従って、リミタ48以降の回路のダイナミックレンジを小さくすることができる。

【0037】リミタ48によって振幅制限された被変調波はBPF16によって帯域制限された後、局部発振器18からの局部発振出力に基づくRF信号に変換され、BPF19及び増幅器20を介して出力端子21に出力される。

【0038】このように、本実施例においては、出力端子21からのRF出力には大振幅のピーク成分が含まれていないので、このRF出力による他のチャンネルの通信に対する妨害は抑制される。従って、周波数割当等の実用化上の問題が著しく解消される。また、伝送系に設けられる中継器等のダイナミックレンジも小さくてよく、伝送系を経済的に構成することができ、実用化が一層容易となる。

【0039】ところで、OFDM被変調波を振幅制限しているので、情報が欠落してしまう虞がある。前述したように、OFDMは多数のサブキャリアを直交関係を維持させながら多重する変調方式である。従って、各サブキャリアの位相が揃った場合には大振幅のピークが発生するのであるが、このピーク位置の信号成分も情報を伝送しており、振幅制限によって情報が欠落することがある。

【0040】しかし、振幅制限におけるクリッピングレベルを適宜設定することにより、情報欠落の確率を極めて小さくすることができる。例えば、QPSK変調を用いたOFDM被変調波の振幅の最大ピークは全サブキャリア位相が一致したときに生じるが、キャリア数Nが1024である場合には、最大ピークが発生する確率は $(1/4)^{1024}$ 乗(≒0)である。また、OFDM被変調波は略狭帯域雑音と看做することができることから、OFDM被変調波のピーク振幅はレーレー分布によって表わすことができる。即ち、平均振幅の数倍以上の

振幅を有するピークの発生確率は極めて小さい。従って、誤り訂正能力が比較的高い誤り訂正符号化を採用することにより、ピークをクリッピングしたことによる情報欠落の影響については殆ど無視することができる。

【0041】次に、本発明の一実施例に係るOFDM受信装置について説明する。

【0042】伝送路22から入力端子23を介して入力されたRF入力は、ピーク部分を有することもある。増幅器24は入力端子23を介して入力されたRF信号を増幅してBPF25に与える。BPF25は増幅器24の出力を帯域制限して混合回路26に出力する。局部発振器27は所定のチャンネルを選局するための局部発振出力を混合回路26に出力するようになっており、混合回路26は入力されたRF信号をIF信号に変換してBPF28に出力する。BPF28はIF信号を帯域制限して乗算器29、30に出力する。

【0043】乗算器29、30、局部発振器31及び移相器32によって直交検波器が構成されている。局部発振器31は後述するキャリア再生回路37によって制御されて再生キャリアを発生して乗算器29及び移相器32に出力する。移相器32は再生キャリアを90度移相して直交軸の再生キャリアとして乗算器30に与える。乗算器29、30は、夫々同相軸の再生キャリア又は直交軸の再生キャリアが与えられて、BPF28からのIF信号を直交検波して同相軸又は直交軸のOFDM被変調波をA/D変換器33、34に出力する。

【0044】乗算器29からのOFDM被変調波はクロック再生回路35にも与えられる。クロック再生回路35は直交検波出力から再生クロックを作成してA/D変換器33に出力すると共に、出力端子46にも出力する。A/D変換器33、34はクロック再生回路35からの再生クロックを用いて、直交検波出力であるOFDM被変調波をデジタル信号に変換してFFT回路36に出力する。なお、本実施例においては、A/D変換器33、34はOFDM被変調波の最大ピーク振幅よりも十分に小さいダイナミックレンジに設定されている。

【0045】FFT回路36は、入力された同相軸及び直交軸のOFDM被変調波を夫々複素数の実部、虚部とみなしてFFT処理を行う。このFFT処理によって、各サブキャリアに対して同期復調が行われる。FFT回路36からのOFDM復調信号はP/S変換回路38に与えられる。P/S変換回路38はOFDM復調信号をシリアルデータに変換してデスクランブラ39に与える。デスクランブラ39は乱数化されているOFDM復調信号をデスクランブルして元のデータに戻してデインターリーブ回路40に出力する。デインターリーブ回路40は、送信側のインターリーブ処理によってデータ配列が変換されているデータを元のデータ配列に戻して誤り訂正復号化回路49に出力するようになっており、P/S変換回路38の出力はタイミング回路43にも与えられており、タイミ

ング回路43はOFDM復調信号に含まれるタイミング基準信号を用いて、OFDM受信装置56内の各種タイミング信号を発生するようになっている。

【0046】本実施例においては、誤り訂正復号化回路49における誤り訂正能力を向上させるために、A/D変換器33、34からの直交検波出力をエンベロープ検出回路50に与えるようになっている。エンベロープ検出回路50は、同相軸及び直交軸の検波出力の絶対値を求めることによりOFDM被変調波の包絡線を検出して消失判定回路51に出力する。上述したように、A/D変換器33、34のダイナミックレンジがOFDM被変調波の最大ピーク振幅に比して十分に小さいので、FFT回路36に入力される検波出力のうちピーク位置の直交検波出力には誤りが生じていることがある。消失判定回路51はエンベロープを所定の基準振幅と比較し、基準振幅よりも振幅レベルが大きい部分についてはピーク位置と判定し、このピーク位置のOFDMシンボルについては、このシンボル期間のサブキャリアで伝送された全てのデータ、即ち、サブキャリア数がNである場合にはN個の復調シンボル全てが信頼できないものであると判定して、この消失情報をディレイ52を介して誤り訂正復号化回路49に出力する。

【0047】なお、OFDM送信装置55のように、送信側でピークを除去する振幅制限が行われている場合には、消失判定回路51は基準振幅として送信側のクリッピングレベルよりも僅かに小さい値を設定するようになっている。

【0048】誤り訂正復号化回路49は消失誤りを訂正可能な復号化回路であり、符号化効率を劣化させることなく、高い誤り訂正能力を得ることができる。即ち、誤り訂正復号化回路49は消失判定回路51の消失情報によって誤りOFDM(変調)シンボルの位置を把握し、誤りパターンを検出することで誤りを訂正する。誤り位置が与えられることから、パリティビット数を増やすことなく高い誤り訂正能力を有する。誤り訂正復号化回路49はデインターリーブ回路40からの復調信号の誤りを訂正して出力端子42に出力する。

【0049】次に、このように構成された実施例の動作について図2及び図3を参照して説明する。

【0050】入力端子23を介して入力されるRF信号はOFDM変調の原理上大振幅のピークが生じている可能性を有する。このRF信号は増幅器24及びBPF25を介して混合回路26に供給され、局部発振器27からの発振出力と混合されてIF信号に変換される。このIF信号はBPF28によって帯域制限された後、乗算器29、30に与えられる。乗算器29、30は夫々同相軸の再生キャリア又は直交軸の再生キャリアとIF信号との乗算によって直交検波を行う。これにより、IF信号から同相軸及び直交軸のOFDM被変調波が得られて、A/D変換器33、34に与えられる。

【0051】A/D変換器33, 34は、クロック再生回路35からの再生クロックを用いて検波出力をデジタル信号に変換してFFT回路36に与える。FFT回路36はOFDM被変調波をFFT処理して復調し、OFDM復調信号をP/S変換回路38に出力する。OFDM復調信号はP/S変換回路38においてシリアルデータに変換され、デスクランブラ39及びデインターリーブ回路40によって夫々デスクランブル処理及びデインターリーブ処理が施されて誤り訂正復号化回路49に供給される。

【0052】本実施例においては、A/D変換器33, 34のダイナミックレンジはOFDM被変調波の最大ピーク振幅に比べて十分に低くなっているため、ピーク部分のデータには誤りが生じている可能性がある。誤り訂正復号化回路49はピーク部分の誤りを消失判定の判定結果を用いて訂正する。即ち、A/D変換器33, 34からの同相軸及び直交軸のOFDM被変調波はエンベロープ検出回路50に与えられる。

【0053】図2は同相軸I、直交軸Qの複素平面によってA/D変換器33, 34からのOFDM被変調波をベクトル表示した説明図である。図中黒丸は所定のタイミングにおけるOFDM被変調波を示している。

【0054】xはA/D変換器33からの同相軸検波出力の振幅であり、yはA/D変換器34からの直交軸検波出力の振幅である。rはこのOFDM被変調波の振幅を示している。エンベロープ検出回路50は図2の黒丸の軌跡、即ち、OFDM被変調波の振幅rの値を消失判定回路51に出力する。消失判定回路51は入力されたエンベロープを所定の基準振幅と比較する。図2では破線によって基準振幅の大きさ $r'$ を示している。消失判定回路51はエンベロープが基準振幅よりも大きい場合にはピーク部分と判定する。即ち、消失判定回路51は、図2の破線に示す半径 $r'$ の円よりも大きな振幅rが入力された場合にピークと判定する。この判定結果は消失情報としてディレイ52を介して誤り訂正復号化回路49に供給される。

【0055】いま、デインターリーブ回路40からN個のデータを含む各OFDMシンボルK, K+1, K+2, ... (図3(a))の復調シンボルが順次誤り訂正復号化回路49に入力されるものとする。これらの変調シンボルのうちシンボルK+2はピークを有しているものとする。誤り訂正復号化回路46は消失情報からシンボルK+2に誤りが発生していることを把握すると、このシンボルK+2の誤りのパターンを検出して誤り訂正を行う。誤りシンボルの位置が消失情報によって判明しているので、パリティビットを誤り検出に用いる必要がなく、消失誤りの訂正能力が向上する。誤り訂正復号化回路46は誤り訂正した復調データを出力端子42を介して出力する。

【0056】このように、本実施例においては、A/D変換器33, 34の出力からピークを有するOFDMシンボ

ルを検出し、このOFDMシンボルは消失したものとして消失位置を誤り訂正復号化回路49に与えることにより誤り訂正能力を向上させる。A/D変換器33, 34のダイナミックレンジは最大ピーク振幅よりも十分に小さくしているため、ピークを有するOFDMシンボルは誤りが生じるが、誤り訂正復号化回路49の誤り訂正能力が向上しているため、確実に誤り訂正される。比較的小さなダイナミックレンジのA/D変換器33, 34を用いることができるため、回路を安価に構成することができる。

【0057】図4は本発明の他の実施例を示すブロック図である。図4において図1と同一の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

【0058】本実施例は送信側においてリミタ48に代えてリミタ63を用い、受信側においてリミタ64を設けた点が図1の実施例と異なる。OFDM送信装置61の逆FFT回路8からの同相軸及び直交軸のOFDM被変調波はリミタ63を介してD/A変換器9, 10に供給されるようになっている。リミタ63はOFDM被変調波の振幅を制限するようになっている。

【0059】このように構成された送信側装置においては、逆FFT回路8からのOFDM被変調波はリミタ63に与えられて、デジタル的に振幅制限される。デジタル処理によって振幅制限が行われるため、クリッピングレベルを正確に規定することができる。また、A/D変換器9, 10のダイナミックレンジを小さな値に設定することができる。

【0060】受信側装置においては、OFDM受信装置62の乗算器29, 30からの直交検波出力はリミタ64を介してA/D変換器33, 34に供給される。リミタ64は入力される直交検波出力をA/D変換器33, 34のダイナミックレンジに基づくクリッピングレベルで振幅制限してA/D変換器33, 34に与える。

【0061】このように構成された受信側装置においては、直交検波出力はリミタ64によって振幅制限された後A/D変換器33, 34に供給される。リミタ64はA/D変換器33, 34のダイナミックレンジに基づいたクリッピングレベルで直交検波出力振幅を制限する。これにより、A/D変換器33, 34に過大な入力が入力されることを防止して、A/D変換器33, 34の誤動作を防止することが可能となる。

【0062】なお、上記各実施例は他の回路構成でも容易に実現可能であることは明らかである。

【0063】図5は本発明の他の実施例を示すブロック図である。図5において図1と同一の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

【0064】上述したように、OFDM被変調波のピークはサブキャリア位相が一致することによって発生する。そこで、本実施例は、サブキャリアの位相が一致しないように、入力データをスクランブル処理するものである。OFDM送信装置71は図1のスクランブラ6に代



えてスクランブラ S1, S2, ..., SM、スクランブラ選択回路73及び多重化回路74を設けた点が図1のOFDM送信装置55と異なる。インターリーブ回路5の出力はスクランブラ S1, S2, ..., SM に与えられる。スクランブラ S1, S2, ..., SM は、インターリーブ回路5からの入力データに相互に異なるスクランブル処理を施してスクランブラ選択回路73に出力する。

【0065】上述したように、ピークの発生はサブキャリアの位相、即ち、入力データの振幅及び位相によって決定するので、逆FFT処理前の信号パターンからピークの発生を知ることができる。スクランブラ選択回路73はピークが発生する特定の信号パターンについてのデータを記憶しており、デスクランブラ S1 乃至 SM の出力のうちピークが発生しない出力を選択し、選択したスクランブラの出力及びスクランブラ選択情報を多重化回路74に出力するようになっている。多重化回路74はスクランブルされた入力データにスクランブラ選択情報を多重してS/P変換回路7に出力する。

【0066】一方、OFDM受信装置72は図1のデスクランブラ39に代えて、分離回路75、デスクランブラ DS1, DS2, ..., DSM 及びデスクランブラ選択回路76が設けられている点が図1の実施例と異なる。P/S変換回路38の出力は分離回路75に与えられる。分離回路75はP/S変換回路38のOFDM復調信号からスクランブラ選択情報を分離してデスクランブラ選択回路76に出力する。デスクランブラ DS1, DS2, ..., DSM は夫々送信側のスクランブラ S1, S2, ..., SM によってスクランブル処理された信号を元に戻すためのデスクランブル処理を施すものであり、分離回路75を介して入力されたOFDM復調信号を夫々デスクランブル処理してデスクランブラ選択回路76に出力する。デスクランブラ選択回路76はスクランブラ選択情報に基づいてデスクランブラ DS1, DS2, ..., DSM のうちの1つの出力を選択してデインターリーブ回路40に出力するようになっている。

【0067】図6は図5中のスクランブラ S1 乃至 SM 及びデスクランブラ DS1 乃至 DSM の具体的な構成を示す回路図である。

【0068】入力端子81を介して入力される入力データはスクランブラ S1 乃至 SM の排他的論理和回路82に与えられる。デジタルデータに対するスクランブル処理は、一般的にはPN(乱数)と入力データとの排他的論理和演算によって求められる。PN発生回路83は所定の乱数を発生して排他的論理和回路82に出力する。排他的論理和回路82は2入力の排他的論理和演算によってスクランブルを施し、出力端子84に出力する。なお、スクランブラ S1 乃至 SM の乱数シーケンスを相違させることにより各スクランブラ S1 乃至 SM 相互間で異なるスクランブル処理が可能である。

【0069】デスクランブラ DS1 乃至 DSM の入力端

子85に入力されるスクランブル出力は排他的論理和回路86に与えられる。PN発生回路87は、スクランブラ S1 乃至 SM の乱数シーケンスに同期した初期値が同一の同一シーケンスの乱数を発生して排他的論理和回路86に出力する。排他的論理和回路86は2入力の排他的論理和を求めることによりデスクランブル処理してデスクランブル出力を出力端子88に出力する。なお、デスクランブラ DS1 乃至 DSM のPN発生回路87は夫々スクランブラ S1 乃至 SM のPN発生回路83に対応させる。

【0070】次に、このように構成された実施例の動作について説明する。

【0071】インターリーブ回路5からの入力データはスクランブラ S1 乃至 SM に与えられて、相互に異なるスクランブル処理が施される。各スクランブラ S1 乃至 SM のスクランブル出力はスクランブラ選択回路73に与えられる。スクランブラ選択回路73は、予めOFDM変調によってピークが発生する信号パターンを記憶しており、スクランブラ S1 乃至 SM の出力のうちピークが発生しない出力を選択して、その選択情報と共に多重化回路74に出力する。多重化回路74はスクランブル出力にスクランブラ選択情報を多重してS/P変換回路7に出力する。これにより、OFDM送信装置71から出力されるOFDM被変調波はピークを有しない。

【0072】OFDM受信装置72に入力されるOFDM被変調波がピークを有していないことから、A/D変換器33, 34のダイナミックレンジは十分小さく設定されている。P/S変換回路38からのOFDM復調信号は分離回路75に与えられて、スクランブラ選択情報が分離される。OFDM復調信号はデスクランブラ DS1 乃至 DSM において、夫々送信側のスクランブラ S1 乃至 SM の乱数シーケンスと同一のシーケンスでデスクランブルが施されてデスクランブラ選択回路76に供給される。デスクランブラ選択回路76はスクランブラ選択情報に基づいて、送信側で選択されたスクランブラ S1 乃至 SM に対応するデスクランブラの出力を選択してデインターリーブ回路40に出力する。これにより、OFDM復調信号からデータを再生することができる。

【0073】このように、本実施例においては、送信側において、データのパターンからピークが発生しないスクランブル処理を選択し、受信側では、送信側のスクランブル処理に対応するデスクランブル処理を施してデータを再生している。OFDM被変調波はピークを有しておらず、図1の実施例と同様の効果を得ることができると共に、振幅制限によってピークを除去しておらず、情報の欠落が生じないので、エラーの発生量が少ないという利点もある。

【0074】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、OFDM被変調波のピークを抑制することにより、他の通信に対して妨害を与えることを防止すると共に、必要な

ダイナミックレンジを小さくすることができるという効果を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るOFDM送信装置及びOFDM受信装置の一実施例を示すブロック図。

【図2】実施例の動作を説明するための説明図。

【図3】実施例の動作を説明するための説明図。

【図4】本発明の他の実施例を示すブロック図。

【図5】本発明の他の実施例を示すブロック図。

【図6】図5中のスクランブラ及びデスクランブラの具体的な構成を示すブロック図。

【図7】OFDM被変調波の周波数スペクトルを示す説明図。

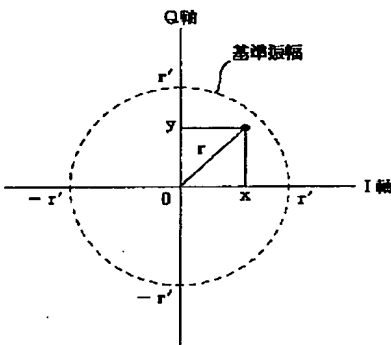
【図8】従来のOFDM送信装置及びOFDM受信装置を示すブロック図。

【図9】OFDM被変調波のスペクトルを概念的に示す説明図。

【符号の説明】

8…逆FFT回路、48…リミタ、33, 34…A/D変換器、36…FFT回路、49…誤り訂正復号化回路、50…エンベロープ検出回路、51…消失判定回路

【図2】



【図3】

シンボル K	シンボル K+1	シンボル K+2	シンボル K+3	シンボル K+4	シンボル K+5
-----------	-------------	-------------	-------------	-------------	-------------

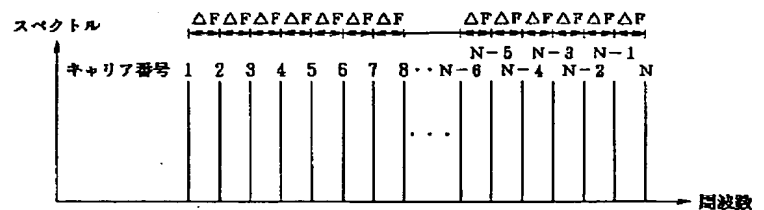
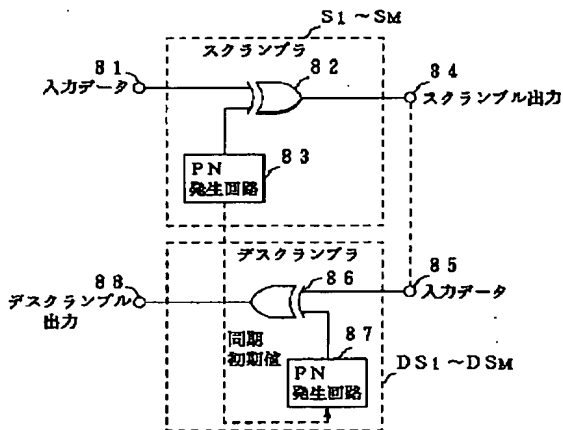
(a)

シンボル K	シンボル K+1	X	シンボル K+3	シンボル K+4	シンボル K+5
-----------	-------------	---	-------------	-------------	-------------

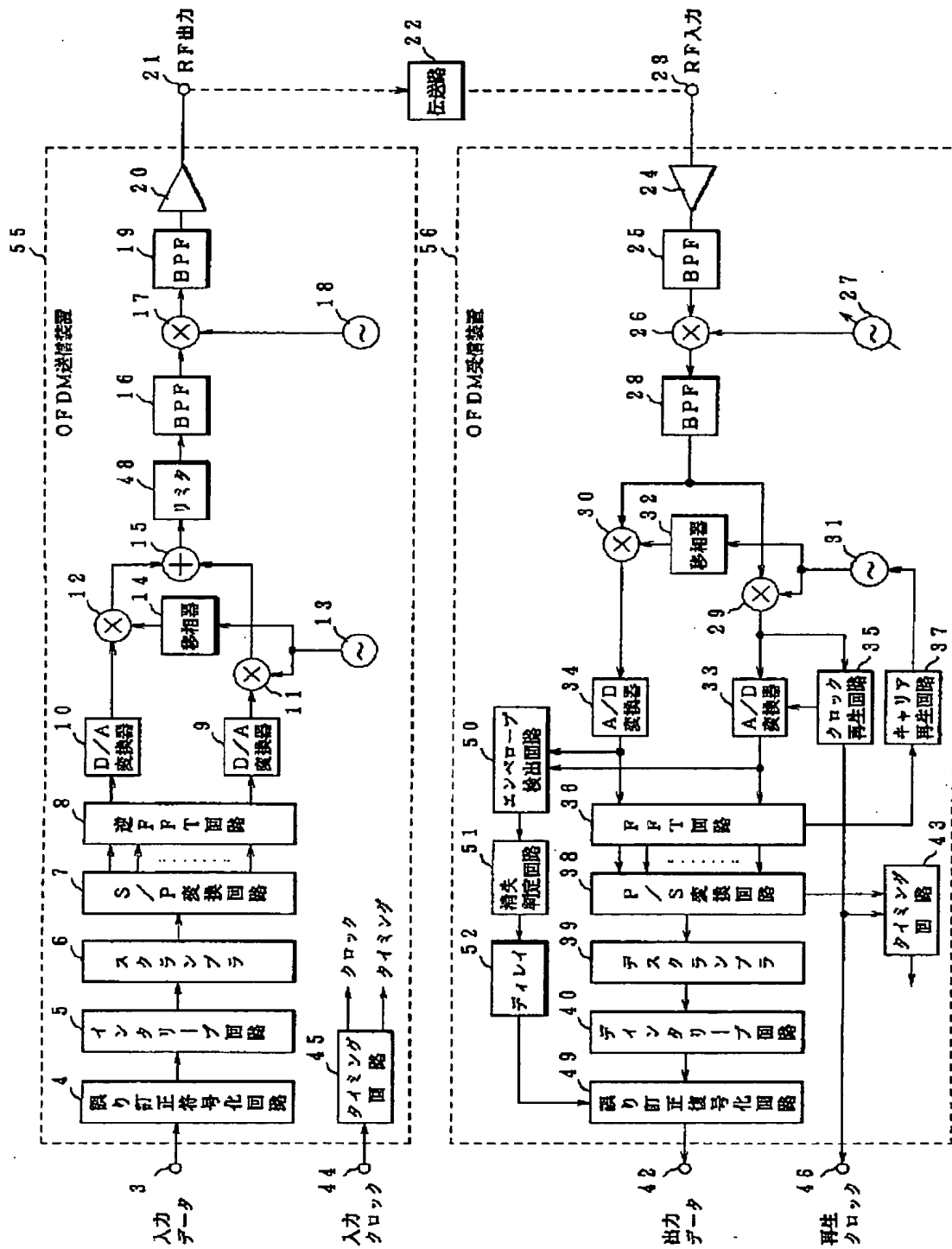
(b)

【図7】

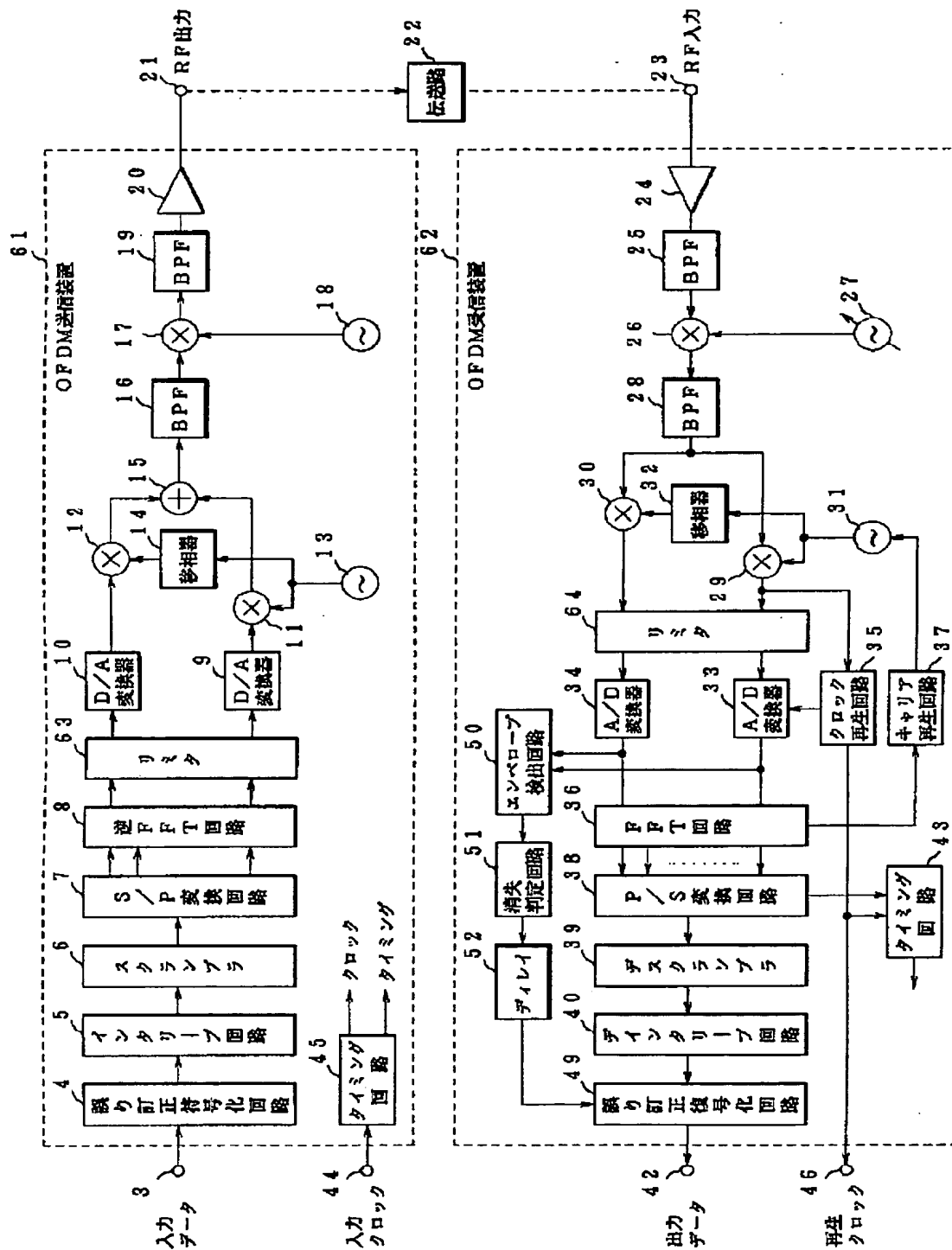
【図6】



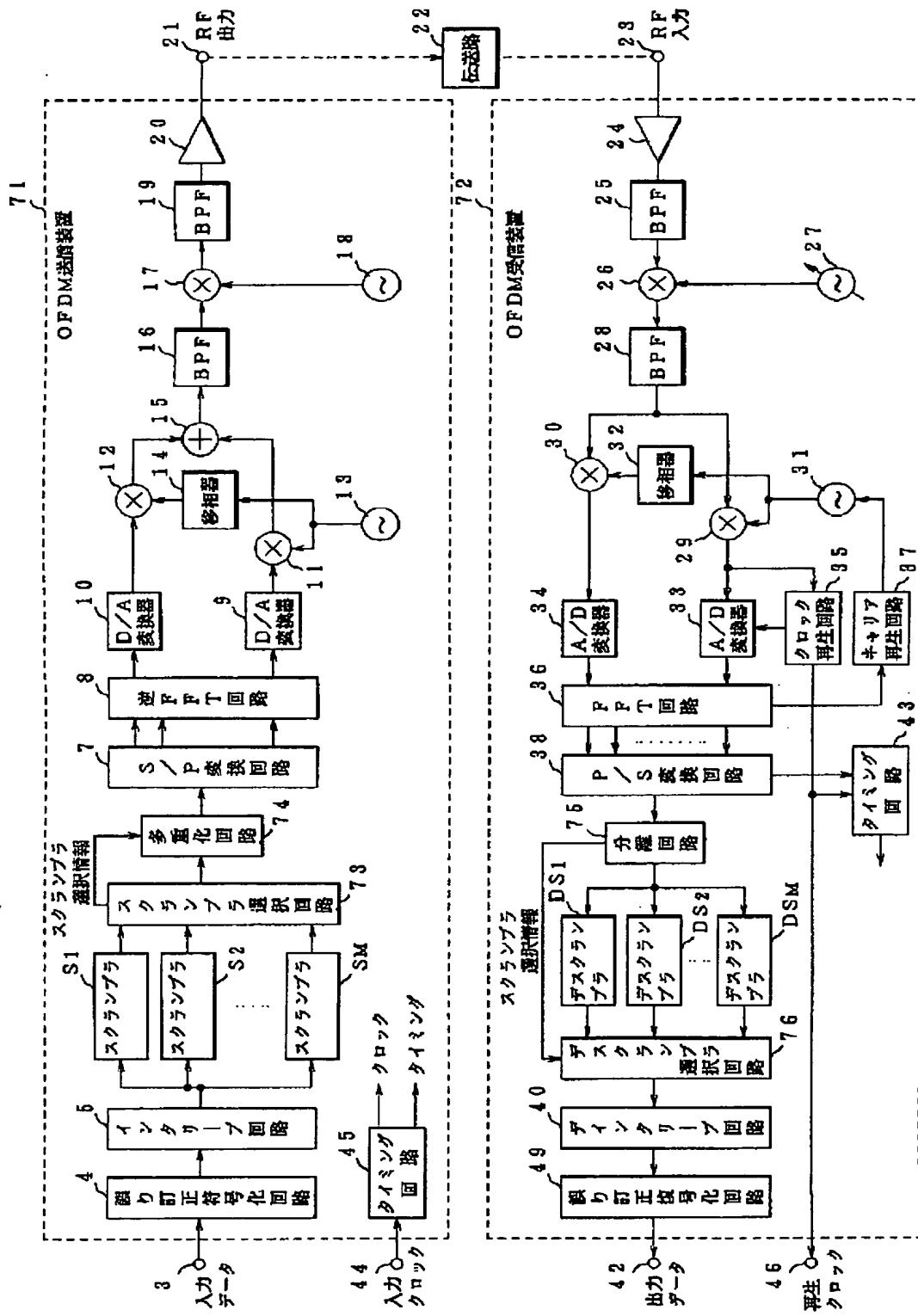
【図1】



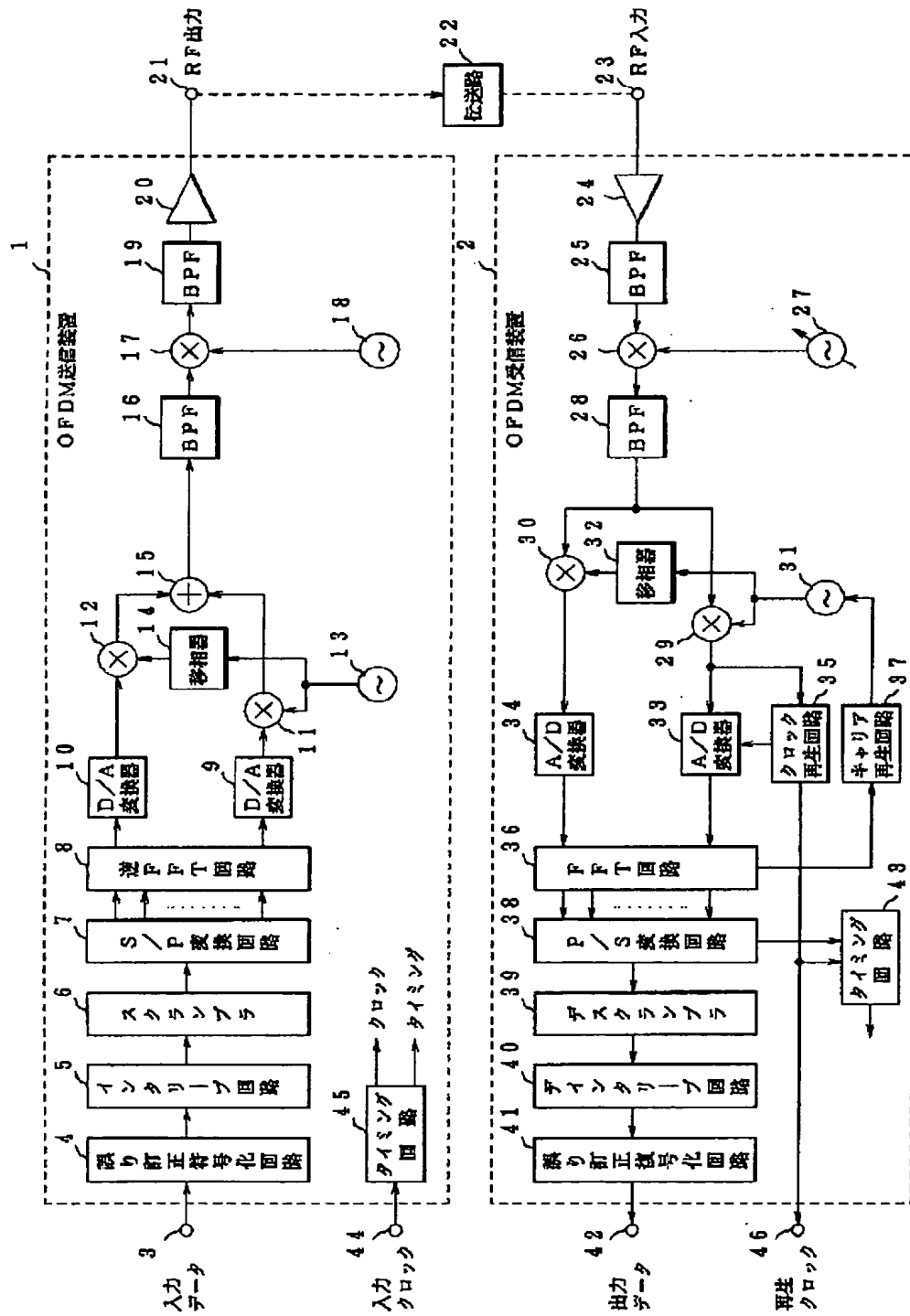
【図4】



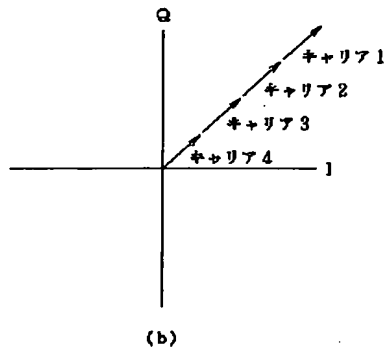
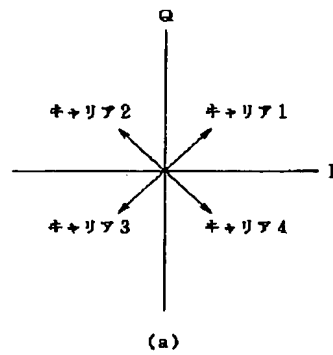
【図5】



【図8】



【図9】



---

フロントページの続き

(72)発明者 沖田 茂  
神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株  
式会社東芝マルチメディア技術研究所内

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**